

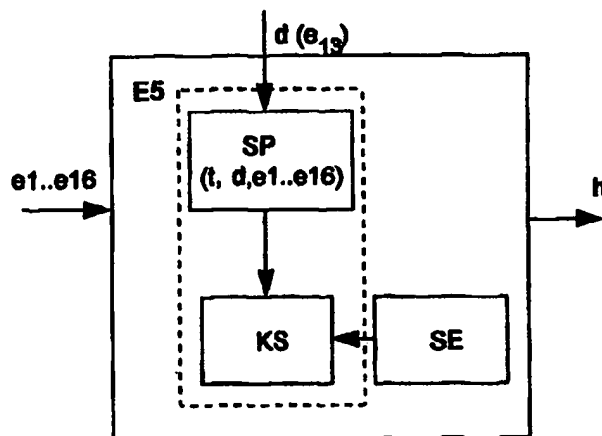
**PCT**  
 WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM  
 Internationales Büro  
 INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE  
 INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)



<b>(51) Internationale Patentklassifikation <sup>6</sup> :</b> <p style="text-align: center; margin-top: 10px;"><b>H04Q 7/20</b></p>	<b>A2</b>	<b>(11) Internationale Veröffentlichungsnummer:</b> <b>WO 99/20061</b>  <b>(43) Internationales Veröffentlichungsdatum:</b> 22. April 1999 (22.04.99)		
<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%; vertical-align: top; border-right: 1px solid black; padding: 5px;"> <b>(21) Internationales Aktenzeichen:</b> PCT/DE98/02873  <b>(22) Internationales Anmeldedatum:</b> 29. September 1998 (29.09.98)   <b>(30) Prioritätsdaten:</b>            197 45 367.8      14. Oktober 1997 (14.10.97)      DE   <b>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US):</b> SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, D-80333 München (DE).   <b>(72) Erfinder; und</b>  <b>(75) Erfinder/Anmelder (nur für US):</b> RADEMACHER, Leo [DE/DE]; Lindenstrasse 60, D-83607 Holzirchen (DE).   <b>(74) Gemeinsamer Vertreter:</b> SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, D-80506 München (DE).         </td> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> <b>(81) Bestimmungsstaaten:</b> AU, BR, CA, CN, HU, ID, IL, JP, KR, MX, NO, PL, RU, UA, US, VN, eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).   <b>Veröffentlicht</b>  <i>Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.</i> </td> </tr> </table>			<b>(21) Internationales Aktenzeichen:</b> PCT/DE98/02873 <b>(22) Internationales Anmeldedatum:</b> 29. September 1998 (29.09.98)  <b>(30) Prioritätsdaten:</b> 197 45 367.8      14. Oktober 1997 (14.10.97)      DE  <b>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US):</b> SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, D-80333 München (DE).  <b>(72) Erfinder; und</b> <b>(75) Erfinder/Anmelder (nur für US):</b> RADEMACHER, Leo [DE/DE]; Lindenstrasse 60, D-83607 Holzirchen (DE).  <b>(74) Gemeinsamer Vertreter:</b> SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, D-80506 München (DE).	<b>(81) Bestimmungsstaaten:</b> AU, BR, CA, CN, HU, ID, IL, JP, KR, MX, NO, PL, RU, UA, US, VN, eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  <b>Veröffentlicht</b> <i>Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.</i>
<b>(21) Internationales Aktenzeichen:</b> PCT/DE98/02873 <b>(22) Internationales Anmeldedatum:</b> 29. September 1998 (29.09.98)  <b>(30) Prioritätsdaten:</b> 197 45 367.8      14. Oktober 1997 (14.10.97)      DE  <b>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US):</b> SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, D-80333 München (DE).  <b>(72) Erfinder; und</b> <b>(75) Erfinder/Anmelder (nur für US):</b> RADEMACHER, Leo [DE/DE]; Lindenstrasse 60, D-83607 Holzirchen (DE).  <b>(74) Gemeinsamer Vertreter:</b> SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, D-80506 München (DE).	<b>(81) Bestimmungsstaaten:</b> AU, BR, CA, CN, HU, ID, IL, JP, KR, MX, NO, PL, RU, UA, US, VN, eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  <b>Veröffentlicht</b> <i>Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.</i>			

**(54) Title:** METHOD AND RECEIVING DEVICE FOR ESTIMATING CHANNELS IN COMMUNICATIONS SYSTEMS

**(54) Bezeichnung:** VERFAHREN UND EMPFANGSEINRICHTUNG ZUR KANALSCHÄTZUNG IN KOMMUNIKATIONSSYSTEMEN



**(57) Abstract**

According to the invention, a receive signal consisting of data symbols is received by a receiving station. Said receive signal is split up into individual sampling values at the receive end and compared with known data symbols in order to determine channel coefficients, individual known data symbols of the receive signal being stored in the receive station. Since less channel coefficients are determined for fast-moving mobile stations, the estimation accuracy for these channel coefficients improves.

### (57) Zusammenfassung

Erfindungsgemäß wird von einer Empfangsstation ein aus Datensymbolen bestehendes Empfangssignal empfangen. Das Empfangssignal wird empfangsseitig in einzelne Abtastwerte zerlegt und zur Bestimmung von Kanalkoeffizienten mit bekannten Datensymbolen verglichen, wobei in der Empfangsstation einzelne bekannte Datensymbole des Empfangssignals gespeichert sind. Dadurch, daß für sich schnell bewegende Mobilstationen eine reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten bestimmt wird, verbessert sich für diese Kanalkoeffizienten die Schätzgenauigkeit.

### LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

## Beschreibung

Verfahren und Empfangseinrichtung zur Kanalschätzung in Kommunikationssystemen

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Empfangseinrichtung zur Kanalschätzung in Kommunikationssystemen mit Übertragungskanälen zwischen Funkstationen, von denen zumindest eine beweglich ist.

10

In Kommunikationssystemen werden Nachrichten (beispielsweise Sprache, Bildinformation oder andere Daten) über Übertragungskanäle übertragen, bei Funk-Kommunikationssystemen erfolgt dies mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen über eine Funkschnittstelle. Das Abstrahlen der elektromagnetischen Wellen erfolgt dabei mit Trägerfrequenzen, die in dem für das jeweilige System vorgesehenen Frequenzband liegen. Beim GSM (Global System for Mobile Communication) liegen die Trägerfrequenzen im Bereich von 900 MHz. Für zukünftige Funk-Kommunikationssysteme, beispielsweise das UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) oder andere Systeme der 3. Generation sind Frequenzen im Frequenzband von ca. 2000 MHz vorgesehen.

25

Die abgestrahlten elektromagnetischen Wellen werden aufgrund von Verlusten durch Reflexion, Beugung und Abstrahlung infolge der Erdkrümmung und dergleichen gedämpft. Infolgedessen sinkt die Empfangsleistung, die bei der empfangenden Funkstation zur Verfügung steht. Diese Dämpfung ist ortsabhängig und bei sich bewegenden Funkstationen auch zeitabhängig. Bewegt sich die Mobilstation sehr schnell, so ändern sich die Kanalbedingungen eines Übertragungskanals auch über eine kurze Zeitspanne beträchtlich. Bei einer Mehrwegeausbreitung kommen mehrere Signalkomponenten unterschiedlich verzögert bei der empfangenden Funkstation an. Die geschilderten Einflüsse beschreiben den verbindungsindividuellen Übertragungskanal.

35

Aus DE 195 49 148 ist ein Funk-Kommunikationssystem bekannt, das eine CDMA-Teilnehmerseparierung (CDMA Code Division Multiple Access) nutzt, wobei die Funkschnittstelle zusätzlich eine Zeitmultiplex-Teilnehmerseparierung (TDMA Time Division Multiple Access) aufweist. Empfangsseitig wird ein JD-Verfahren (Joint Detection) angewendet, um unter Kenntnis von CDMA-Codes mehrerer Teilnehmer eine verbesserte Detektion der übertragenen Daten vorzunehmen. Dabei ist es bekannt, daß einer Verbindung über die Funkschnittstelle zumindest zwei Datenkanäle zugeteilt werden können, wobei jeder Datenkanal durch einen individuellen Spreizcode unterscheidbar ist.

Es ist aus dem GSM-Mobilfunknetz bekannt, daß übertragene Daten als Funkblöcke (Bursts) innerhalb von Zeitschlitten übertragen werden, wobei innerhalb eines Funkblockes Mittambeln mit in der empfangenden Funkstation bekannten Symbolen übertragen werden. Diese Mittambeln können im Sinne von Trainingssequenzen zum empfangsseitigen Abstimmen der Funkstation genutzt werden. Die empfangende Funkstation führt anhand der Mittambeln eine Kanalschätzung, d.h. eine Schätzung der Kanalimpulsantworten für verschiedene Übertragungskanäle durch. Alternativ können für Trainingssequenzen und Nutzdaten parallel durch unterschiedliche CDMA-Codes bezeichnete Kanäle eingerichtet sein.

Bei sich schnell ändernden Kanalbedingungen ändert sich die Kanalimpulsantwort eines Übertragungskanals auch innerhalb eines übertragenen Funkblockes, so daß nur Teile eines Funkblocks zur Kanalschätzung herangezogen werden. Unabhängig von den Kanalbedingungen wird eine feste Anzahl von äquidistanten Kanalkoeffizienten bestimmt. Diese Kanalschätzung ist jedoch ungenau.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Empfangseinrichtung zur Kanalschätzung anzugeben, die trotz schneller Bewegung der Mobilstation eine zuverlässige

Bestimmung von Kanalkoeffizienten ermöglichen. Die Aufgabe wird durch das Verfahren mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 und die Empfangseinrichtung mit den Merkmalen des Patentanspruchs 11 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Erfindungsgemäß wird beim Verfahren zur Kanalschätzung in Kommunikationssystemen mit Übertragungskanälen zwischen Funkstationen, von denen zumindest eine beweglich ist, von einer Empfangsstation ein aus Datensymbolen bestehendes Empfangssignal empfangen. Die Datensymbole sind dabei durch ein Übertragungsverfahren modifiziert, z.B. durch Spreizung, Modulation und Kanalverzerrung.

Das Empfangssignal wird empfangsseitig in einzelne Abtastwerte zerlegt und zur Bestimmung von Kanalkoeffizienten mit bekannten Datensymbolen verglichen, wobei in der Empfangsstation einzelne bekannte Datensymbole des Empfangssignals gespeichert sind. Dadurch, daß für sich schnell bewegende Mobilstationen eine reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten bestimmt wird, verbessert sich für diese Kanalkoeffizienten die Schätzgenauigkeit. Das Mißverhältnis von kurzen Teilblöcken des Empfangssignals zu den langen gewünschten Kanalimpulsantworten wird aufgehoben und die Genauigkeit der geschätzten Kanalimpulsantwort verbessert. Bei sich langsamer bewegendenden Mobilstationen wird eine größere Anzahl von Kanalkoeffizienten bestimmt.

Durch diese Art der Kanalschätzung können auch Limitierungen für die Geschwindigkeit einer Funkstation und die zulässigen Kanalbedingungen verschoben werden, ohne daß gleichzeitig die Trainingssequenzen verlängert oder die Datenrate verringert werden müssen. Die Erfindung ist sowohl auf eine Übertragung zwischen einer Basisstation und einer Mobilstation, als auch auf eine Übertragung zwischen Mobilstationen anwendbar.

- Nach vorteilhaften Ausgestaltungen der Erfindung werden die bekannten Datensymbole mit Abtastwerten von Datensymbolen in gesendeten Trainingssequenz verglichen oder die bekannten Datensymbole nach einer Datendetektion gespeichert und anschließend mit den ursprünglich empfangenen Abtastwerten verglichen. Damit kann entweder auf unverzerrte bekannte Datensymbole zurückgegriffen werden, die eine genauere Kanalschätzung auf Kosten einer geringeren Nutzdatenrate gestattet. Bei der zweiten Variante ist eine genaue Datenschätzung eine Voraussetzung für die nachfolgende Abgleichung der Kanalkoeffizienten. Damit kann jedoch während der Auswertung von Teilen eines Funkblockes, die keine Trainingssequenzen enthalten, die Kanalschätzung verbessert werden.
- 15 Eine weitere Ausprägung der Erfindung sieht vor, daß bei der Bestimmung der Kanalkoeffizienten eine reduzierte Anzahl von Werten der bekannten Datensymbole, d.h. der Trainingssequenz oder der geschätzten Datensymbole, berücksichtigt wird. Damit werden auch bei einer verkürzten Zeitspanne für auszuwertende
- 20 Abtastwerte genaue und aktuelle Schätzwerte für die Kanalkoeffizienten gewonnen.

- Es ist weiterhin vorteilhaft, die zu bestimmenden Kanalkoeffizienten derart auszuwählen, daß sie im Durchschnitt
- 25 leistungstärker sind, als nicht ausgewählte Werte. Damit ist gewährleistet, daß auch eine reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten den Übertragungskanal hinreichend genau beschreiben und eine gute Grundlage für eine anschließende Datenschätzung unter Verwendung der Kanalkoeffizienten bildet. Beispielsweise können die ausgewählten Werte einer zuvor bestimmten größeren Anzahl von Kanalkoeffizienten entnommen werden. Aus einer vorangehenden Kanalschätzung werden folglich nach der Erfindung nur die signifikanten Kanalkoeffizienten wiederholt berechnet. In größeren Abständen wird die
- 30 Auswahl der zu bestimmenden Kanalkoeffizienten wiederholt, um der Entwicklung der Bedeutung einzelner nicht ständig berechneter Kanalkoeffizienten Rechnung zu tragen.

Gemäß einer vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung sind die Abstände der ausgewählten Werte der Kanalkoeffizienten nicht äquidistant. Damit wird entsprechend der individuellen  
5 Kanalimpulsantwort von unterschiedlichen Übertragungskanälen auch eine große zeitliche Ausdehnung der Kanalimpulsantwort (bedingt durch die Mehrwegeausbreitung) darstellbar, indem ggf. Kanalkoeffizienten zu Beginn und am Ende der Kanalimpulsantwort als signifikant ausgewählt werden. Auf eine  
10 Äquidistanz muß dabei keine Rücksicht genommen werden.

Durch die Reduzierung der Anzahl der Werte der bestimmten Kanalkoeffizienten wird ein stark überbestimmtes Gleichungssystem  $e=Gh+n$ , mit  $G$  als Chipsequenzmatrix und  $n$  als den  
15 Rauschanteil, aufgestellt. Durch die Überbestimmtheit wird die Genauigkeit der Kanalschätzung verbessert. Dabei kann die Genauigkeit der Bestimmung mit der Aktualität abgewogen werden. Es ist ebenso vorteilhaft, die Anzahl der bei der Kanalschätzung berücksichtigten Abtastwerte abhängig von den Kanalbedingungen der Übertragungskanäle zu verringern. Damit  
20 sinkt die Überbestimmtheit, doch die Kanalschätzung wird aktueller.

Weiterhin ist es vorteilhaft, daß für eine bessere Berücksichtigung von langen Signalverzögerungszeiten ein auf die  
25 Signalverzögerungszeiten bezogener Abstand zwischen den Kanalkoeffizienten vergrößert wird, ohne daß die Anzahl der Kanalkoeffizienten im gleichen Maße vergrößert wird. Damit kann die Kanalimpulsantwort auch besondere Kanalbedingungen  
30 (z.B. in Fjorden o.ä.) berücksichtigen und trotzdem mit wenigen Abtastwerten zur Kanalschätzung auskommen.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden anhand der beiliegenden Zeichnungen näher erläutert.

35

Dabei zeigen

- FIG 1 ein Blockschaltbild eines Mobilfunknetzes,
- FIG 2 eine schematische Darstellung der Rahmenstruktur der Funkschnittstelle,
- 5 FIG 3 eine schematische Darstellung des Aufbaus eines Funkblocks,
- FIG 4 ein Blockschaltbild des Empfängers einer Funk-  
10 station,
- FIG 5 ein Blockschaltbild eines digitalen Signalverarbeitungsmittels,
- 15 FIG 6 eine schematische Darstellung des Kanalschätzungsproblems, und
- FIG 7 ein Ablaufdiagramm der Kanalschätzung.
- 20 Das in FIG 1 dargestellte Funk-Kommunikationssystem entspricht in seiner Struktur einem bekannten GSM-Mobilfunknetz, das aus einer Vielzahl von Mobilvermittlungsstellen MSC besteht, die untereinander vernetzt sind bzw. den Zugang zu einem Festnetz PSTN herstellen. Weiterhin sind diese Mobil-
- 25 vermittlungsstellen MSC mit jeweils zumindest einem Basisstationscontroller BSC verbunden. Jeder Basisstationscontroller BSC ermöglicht wiederum eine Verbindung zu zumindest einer Basisstation BS. Eine solche Basisstation BS ist eine Funkstation, die über eine Funkschnittstelle eine Funkverbin-
- 30 dung zu Mobilstationen MS aufbauen kann.

In FIG 1 sind beispielhaft drei Funkverbindungen V1..V3 zur Übertragung von Nutzinformationen ni und Signalisierungs-  
informationen si zwischen drei Mobilstationen MS und einer  
35 Basisstation BS dargestellt, wobei einer Mobilstation MS zwei Datenkanäle DK1 und DK2 und den anderen Mobilstationen MS jeweils ein Datenkanal DK3 bzw. DK4 zugeteilt sind. Ein Ope-



rations- und Wartungszentrum OMC realisiert Kontroll- und Wartungsfunktionen für das Mobilfunknetz bzw. für Teile davon. Die Funktionalität dieser Struktur wird vom Funk-Kommunikationssystem nach der Erfindung genutzt; sie ist jedoch  
5 auch auf andere Funk-Kommunikationssysteme übertragbar, in denen die Erfindung zum Einsatz kommen kann.

Die Basisstation BS ist mit einer Antenneneinrichtung verbunden, die z.B. aus drei Einzelstrahlern besteht. Jeder der  
10 Einzelstrahler strahlt gerichtet in einen Sektor der durch die Basisstation BS versorgten Funkzelle. Es können jedoch alternativ auch eine größere Anzahl von Einzelstrahlern (gemäß adaptiver Antennen) eingesetzt werden, so daß auch eine räumliche Teilnehmerseparierung nach einem SDMA-Verfahren (Space  
15 Division Multiple Access) eingesetzt werden kann.

Die Verbindungen mit den Nutzinformationen  $n_i$  und Signalisierungsinformationen  $s_i$  zwischen der Basisstation BS und den Mobilstationen MS unterliegen einer Mehrwegeausbreitung, die  
20 durch Reflektionen beispielsweise an Gebäuden zusätzlich zum direkten Ausbreitungsweg hervorgerufen werden. Damit treffen den unterschiedlichen Ausbreitungswegen zuordenbare Signalkomponenten des gleichen Teilnehmersignals zu unterschiedlichen Zeitpunkten bei der empfangenden Station ein (delay  
25 spread).

Geht man von einer Bewegung der Mobilstationen MS aus, dann führt die Mehrwegeausbreitung zusammen mit weiteren Störungen dazu, daß bei der empfangenden Mobilstation MS sich die Signalkomponenten der verschiedenen Ausbreitungswege eines Teilnehmersignals zeitabhängig überlagern. Weiterhin wird davon  
30 ausgegangen, daß sich die Teilnehmersignale verschiedener Basisstationen BS am Empfangsort zu einem Empfangssignal  $r_x$  in einem Frequenzkanal überlagern. Aufgabe einer empfangenden  
35 Mobilstation MS ist es, eine Kanalschätzung für die Übertragungskanäle der Teilnehmersignale durchzuführen, die auch bei einer schnellen Bewegung der Mobilstation MS ausreichend

genau und aktuell ist, und in den Teilnehmersignalen übertragene Datensymbole von Nutzinformationen  $n_i$ , Signalisierungsinformationen  $s_i$  und Daten von Organisationsinformationen zu detektieren.

5

Die Rahmenstruktur der Funkschnittstelle ist aus FIG 2 ersichtlich. Gemäß einer TDMA-Komponente ist eine Aufteilung eines breitbandigen Frequenzbereiches, beispielsweise der Bandbreite  $B = 1,6 \text{ MHz}$ , in mehrere Zeitschlitzze  $ts$ , beispielsweise 8 Zeitschlitzze  $ts_1$  bis  $ts_8$  vorgesehen. Jeder Zeitschlitz  $ts$  innerhalb des Frequenzbereiches  $B$  bildet einen Frequenzkanal. Innerhalb der Frequenzkanäle, die zur Nutzdatenübertragung vorgesehen sind, werden Informationen mehrerer Verbindungen in Funkblöcken übertragen. Gemäß einer FDMA (Frequency Division Multiple Access)-Komponente sind dem Funk-Kommunikationssystem mehrere Frequenzbereiche  $B$  zugeordnet.

Gemäß FIG 3 bestehen diese Funkblöcke zur Nutzdatenübertragung aus Datenteilen  $dt$  mit Datensymbolen  $d$ , in denen Abschnitte mit empfangsseitig bekannten Mittambeln  $m$  eingebettet sind. Die Daten  $d$  sind verbindungsindividuell mit einer Feinstruktur, einem Speisocode (CDMA-Code), gespreizt, so daß empfangsseitig beispielsweise  $K$  Datenkanäle  $DK_1, DK_2, DK_3, \dots DK_4$  durch diese CDMA-Komponente separierbar sind. Jedem dieser Datenkanäle  $DK_1, DK_2, DK_3, \dots DK_4$  wird sendeseitig pro Symbol eine bestimmte Energie  $E$  zugeordnet.

Die Spreizung von einzelnen Symbolen der Daten  $d$  mit  $Q$  Chips bewirkt, daß innerhalb der Symboldauer  $T_s$   $Q$  Subabschnitte der Dauer  $T_c$  übertragen werden. Die  $Q$  Chips bilden dabei den individuellen CDMA-Code. Die Mittambel  $m$  mit der Trainingssequenz  $t_{seq}$  besteht aus  $L$  Chips, ebenfalls der Dauer  $T_c$ . Weiterhin ist innerhalb des Zeitschlitzes  $ts$  eine Schutzzeitguard der Dauer  $T_g$  zur Kompensation unterschiedlicher Signallaufzeiten der Verbindungen aufeinanderfolgender Zeitschlitzze  $ts$  vorgesehen.

Innerhalb eines breitbandigen Frequenzbereiches B werden die aufeinanderfolgenden Zeitschlitzte  $t_s$  nach einer Rahmenstruktur gegliedert. So werden acht Zeitschlitzte  $t_s$  zu einem Rahmen zusammengefaßt, wobei ein bestimmter Zeitschlitz des Rahmens einen Frequenzkanal zur Nutzdatenübertragung bildet und wiederkehrend von einer Gruppe von Verbindungen genutzt wird. Weitere Frequenzkanäle, beispielsweise zur Frequenz- oder Zeitsynchronisation der Mobilstationen MS werden nicht in jedem Rahmen, jedoch zu vorgegebenen Zeitpunkten innerhalb eines Multirahmens eingeführt.

Die Parameter der Funkschnittstelle sind z.B. wie folgt:

	Dauer eines Funkblocks	577 $\mu$ s
15	Anzahl Chips pro Mittambel m	243
	Schutzzeit $T_g$	32 $\mu$ s
	Datensymbole pro Datenteil N	33
	Symboldauer $T_s$	6,46 $\mu$ s
	Chips pro Symbol Q	14
20	Chipdauer $T_c$	6 / 13 $\mu$ s

In Aufwärts- (MS  $\rightarrow$  BS) und Abwärtsrichtung (BS  $\rightarrow$  MS) können die Parameter auch unterschiedlich eingestellt werden.

Der Empfänger nach FIG 4 bezieht sich auf Funkstationen, die sowohl eine Basisstation BS oder eine Mobilstation MS sein können. Im Empfänger wird die erfindungsgemäße Empfangseinrichtung zur Kanalschätzung eingesetzt. Eine mögliche Realisierung des korrespondierenden Senders kann beispielsweise der deutschen Patentschrift DE 197 34 936 entnommen werden.

In FIG 4 ist der Empfangspfad der Einrichtung detailliert dargestellt. Im Teilmodul E1 erfolgt die Umsetzung der Empfangssignale rx aus dem Sendefrequenzband in den Tiefpaßbereich und die Aufspaltung in eine reale und eine imaginäre Komponente. Im Teilmodul E2 erfolgt eine analoge Tiefpaßfil-

terung und im Teilmodul E3 schließlich eine 2-fache Überabtastung des Empfangssignals mit 13/3 MHz und einer Wortbreite von 12 bit.

- 5 Im Teilmodul E4 erfolgt eine digitale Tiefpaßfilterung mit einem Filter der Bandbreite 13/6 MHz mit möglichst hoher Flankensteilheit zur Kanaltrennung. Anschließend erfolgt im Teilmodul E4 eine 2:1 Dezimierung des 2-fach überabgetasteten Signals.

10

Das derart gewonnene Empfangssignal  $e$  besteht im wesentlichen aus zwei Teilen, nämlich aus einem Anteil  $e_m$  zur Kanalschätzung (Trainingssequenz  $t_{seq}$  mit bekannten Datensymbolen  $t$ ) und aus den Anteilen  $e_1$  und  $e_2$  zur Datenschätzung. Im

- 15 Teilmodul E5 erfolgt die Schätzung der Kanalkoeffizienten  $h^{(k)}$  der Kanalimpulsantworten mittels eines bekannten Mittambelgrundcodes  $m$  aller im jeweiligen Zeitschlitz übertragener Datenkanäle.

- 20 Im Teilmodul E6 werden Parameter  $b^{(k)}$  für angepaßte Filter für jeden Datenkanal unter Verwendung der CDMA-Codes  $c^{(k)}$  bestimmt. Im Teilmodul E7 erfolgt die Eliminierung der von den Mittambeln  $m^{(k)}$  herrührenden Interferenzen in den zur Datenschätzung benutzten Empfangsblöcken  $e_1/2$ . Dies ist durch die  
25 Kenntnis von  $h^{(k)}$  und  $m^{(k)}$  möglich.

- In den Teilmodulen E8 bis E12 erfolgt eine Bestimmung der Datensymbole  $d$  mit Hilfe einer Pseudo-Inversen der kombinierten Kanalmatrix  $A$ . Eine alternative Lösungsmethode ist eine Singulärwertzerlegung (singular value decomposition) der kombinierten Kanalmatrix  $A$ . Weitere Lösungsmethoden beziehen sich auf ein anderes Optimierungskriterium, z.B. das minimum mean square error Kriterium (MMSE) anstelle des zero forcing (ZF) Kriteriums. Weiterhin sind auch rückgekoppelte Strukturen  
30 möglich. Diese Lösungsmethoden können auch miteinander kombiniert werden.

Im Teilmodul E8 erfolgt die Berechnung der Kreuzkorrelationsmatrix  $A^{*T} A$ . Da  $A^{*T} A$  Töplitzstruktur hat, ist hier nur die Berechnung eines kleinen Teils der Matrix nötig, der dann zur Erweiterung auf die komplette Größe verwendet werden kann.

- 5 Bei langsamer Bewegung der Mobilstation MS ist diese Matrix  $A^{*T} A$  groß, da man große Teilblöcke wählt. Von dieser Matrix  $A^{*T} A$  wird dann nur ein kleiner Teil berechnet. Bei schneller Bewegung verkleinert sich die Matrix  $A^{*T} A$ , so daß man ggf. eine komplette Berechnung wählt, um eine rauschärmere Lösung zu erzielen. Im Teilmodul E9 erfolgt eine Cholesky-Zerlegung von  $A^{*T} A$  in  $H^{*T} H$ , wobei  $H$  eine obere Dreiecksmatrix ist. Aufgrund der Töplitzstruktur von  $A^{*T} A$  hat auch  $H$  näherungsweise eine Töplitzstruktur und muß nicht vollständig berechnet werden. Ein Vektor  $s$  repräsentiert die Kehrwerte der Diagonalelemente von  $H$ , die vorteilhaft bei den Gleichungssystemlösern benutzt werden können.
- 10  
15

- Im Teilmodul E10 erfolgt eine angepaßte Filterung (matched filter) der Empfangssymbolfolgen  $e_{l/2}$  mit  $b^{(k)}$ . Teilmodul E11 realisiert die Gleichungssystemlöser 1 für  $H^{*T} * z_{l/2} = e_{l/2}$ , und Teilmodul E12 die Gleichungssystemlöser 2 für  $H * d_{l/2} = z_{l/2}$ . Im Teilmodul E13 werden die geschätzten Daten  $d_{l/2}$  demoduliert, entwürfelt und schließlich mittels Viterbi-Decodierer faltungsdecodiert. Die decodierten Datenblöcke  $e_{E13}^{(k)}$  werden wahlweise einer ersten Datensenke D1 oder über den Quellendecodierer E14 einer zweiten Datensenke D2 zugeführt. Zusätzlich werden die decodierten Datenblöcke  $e_{E13}^{(k)}$  zum Teilmodul E5 rückgeführt, der sie zur Nachführung der geschätzten Kanal-
- 20  
25  
30

- Empfangsseitig (siehe FIG 5) findet nach einer analogen Verarbeitung, d.h. Verstärkung, Filterung, Konvertierung ins Basisband im HF-Teil, eine digitale Tiefpaßfilterung der Empfangssignale  $rx$  in einen digitalen Tiefpaßfilter statt.
- 35 Ein Teil des digitalisierten Empfangssignals  $e$ , der durch einen Vektor  $em$  der Länge  $L = M * W$  repräsentiert wird und keine Interferenzen des Datenteils  $dt$  enthält, wird einem

einen Kanalschätzer KS enthaltenden digitalen Signalverarbeitungsmittel übermittelt. Die Datenschätzung im Joint Detection Datenschätzer wird für alle Verbindungen gemeinsam durchgeführt, wobei eine detaillierte Darstellung der  
5 deutschen Patentschrift DE 197 34 936 entnommen werden kann.

Im folgenden wird die Kanalschätzung näher erläutert, die im Teilmodul E5 durchgeführt wird. Der Teilmodul E5 enthält einen Kanalschätzer KS, eine Speichereinrichtung SP und eine  
10 Steuereinrichtung SE, zwischen denen ein Informationsaustausch möglich ist. In der Speichereinrichtung SP sind Datensymbole  $t$  der bekannten Trainingssequenzen  $t_{seq}$  aus der Mittelung  $m$ , sowie bereits detektierte Datensymbole  $d$  für eine Nachführung der Schätzung gespeichert. Die Steuereinrichtung  
15 SE kann teilnehmerindividuell zwischen verschiedenen Modi der Kanalschätzung umschalten, wobei die Kanalschätzung im Kanalschätzer KS durchgeführt wird. Mit Hilfe der Kanalschätzung werden aus den Abtastwerten  $e_1 \dots e_6$  des Empfangssignals  $e$  die Kanalkoeffizienten  $h$  bestimmt.

20 Das Kanalschätzungsproblem ist in FIG 6 gezeigt. Gesendete Datensymbole  $d$  werden durch das Übertragungsverfahren modifiziert, dargestellt durch die kombinierte Kanalmatrix  $A$  und liegen bei der empfangenden Funkstation als Abtastwerte  $e$   
25 vor. Die empfangende Funkstation versucht für die gesendeten Datensymbole  $d$  Schätzwerte  $\hat{d}$  zu bestimmen, indem bei der Kanalschätzung eine geschätzte kombinierte Kanalmatrix  $\hat{A}$  bestimmt wird. Optimierungskriterium ist beispielsweise die Minimierung des quadratischen Fehlers der Abweichung von  
30 Abtastwerten  $e$  zu geschätztem Empfangssignal  $\hat{e}$ . Bei der Kanalschätzung aus der Trainingssequenz  $t_{seq}$  ist  $\hat{d}=t$  und bei der Nachführung werden bereits geschätzte  $d$  rückgekoppelt und  $\hat{d}=d$ .

35 Die Kanalschätzung in Mobilfunksystem muß der Bewegung der Mobilstationen MS Rechnung tragen. Die Bewegung führt zu einer Doppler-Verschiebung, die durch eine Amplituden- und

Phasenveränderung von einzelnen Kanalkoeffizienten  $h$  (als komplexe Werte) beschrieben werden kann, siehe dazu das Kanalmodell in der deutschen Patentschrift DE 196 35 271. Werden viele Kanalkoeffizienten  $h$  mit gleichem Abstand  
5 verwendet, so verändern sich die Werte der einzelnen Kanalkoeffizienten  $h$ , jedoch bleibt das Profil der Kanalimpulsantwort konstant. Dadurch kann mit einer Nachführung der Kanalkoeffizienten  $h$  durch Auswertung detektierter Datensymbole  $d$  während eines Funkblocks auch für höhere Geschwin-  
10 digkeiten der Mobilstation MS die Kanalschätzung weitergeführt werden.

Bei langsamen Geschwindigkeiten basieren die Werte der Kanalkoeffizienten  $h$  auf einer Mittelung der auf die Mittambel  $m$   
15 bezogenen Kanalschätzung über mehrere Funkblöcke. Im Falle des Frequenzhoppings werden nur Funkblöcke der gleichen Trägerfrequenz berücksichtigt. Bei mittleren Geschwindigkeiten wird die Mittelung unterdrückt und bei höheren Geschwindigkeiten eine Nachführung der Kanalkoeffizienten auch außerhalb  
20 der durch die Trainingssequenzen  $t_{seq}$  gebildeten Mittambeln  $m$  durchgeführt. Ein Umschalten der Modi der Kanalschätzung erfolgt in der Empfangseinrichtung durch die Steuereinrichtung SE in Abhängigkeit von der Genauigkeit der Schätzung, von einer gemessenen Änderungsgeschwindigkeit der Kanalimpuls-  
25 antworten oder einer Änderungsgeschwindigkeit einer mit der Signallaufzeit korrespondierenden Vorhaltzeit (timing advance).

Zur Nachführung werden die Datenteile der Funkblöcke in Teil-  
30 blöcke unterteilt, so daß angenommen werden kann, daß während der Teilblöcke sich die Kanalbedingungen nur unbedeutend ändern. Die Datendetektion benutzt die zuvor bestimmten Kanalkoeffizienten  $h$  und die detektierten bekannten Datensymbole  $d$  ( $e_{13}$  in Fig. 4) eines Teilblocks werden zur Kanalschätzung  
35 rückgeführt. Um eine Verzögerung der Kanalschätzung zu minimieren können sich die Teilblöcke überlagern, so daß bei-

spielsweise der erste Teilblock die Datensymbole 1 bis 10, der zweite Teilblock die Datensymbole 2 bis 11 u.s.w. umfaßt.

Probleme ergeben sich bei kurzen Teilblöcken mit bekannten  
 5 Datensymbolen  $d$  bzw. bei einem Verhältnis von vielen langen  
 Kanalimpulsantworten bezogen auf eine Trainingssequenz  $t_{seq}$   
 mit einer begrenzten Anzahl von bekannten Datensymbolen  $t$   
 innerhalb der Mittambel  $m$ . Um die Kanalschätzung ausreichend  
 genau zu gestalten ist ein überbestimmtes Gleichungssystem  
 10 anzustreben.

Die Kanalschätzung (Schritt 1 in Fig. 7) wertet ein zeit-  
 abhängiges Empfangssignal während einer Trainingssequenz  $t_{seq}$   
 aus:

$$15 \quad e(t) = \sum_k c_k(t) \times h_k(t, \tau) \times d_k(t) + n(t),$$

mit  $n(t)$  als den Rauschanteil und  $\times$  als Symbol für eine  
 Faltungsoperation. In Matrixschreibweise kann diese Gleichung  
 20 in

$$e = Ad + n,$$

geschrieben werden, wobei die kombinierte Kanalmatrix  $A$  den  
 25 Einfluß der Spreizung durch die CDMA-Codes  $c$  und die Modula-  
 tion durch den Übertragungskanal mit den zu schätzenden Ka-  
 nalkoeffizienten  $h$  wiedergibt.

Diese Matrixgleichung wird mit der Lösungsmethode der klein-  
 30 sten Quadrate gelöst (Schritt 2 in Fig. 7):

$$\hat{d} = A^+ e = (A' A)^{-1} A' e,$$

mit  $A^+$  als generalisierten Inversen der Matrix  $A$ ,  $A'$  als  
 35 hermitische Matrix  $A$  und  $\hat{d}$  als rekonstruierten Vektor der  
 Datensymbole  $d$  (^ ist eine Kennzeichnung für Schätzwerte).



Nachdem die Datenschätzung durchgeführt wurde, kann, falls bei sich schnell bewegendenden Mobilstationen MS notwendig (Schritt 3 in Fig. 7), zur Nachführung der Kanalkoeffizienten  $h$  eine erneute Auswertung von Teilblöcken des Nutzdaten  
 5 enthaltenden Teils des Empfangssignals  $e$  erfolgen:

$$e(t) = \sum_k c_k(t) \times h_k(t, \tau) \times d_k(t) + n(t),$$

wobei  $c$  und  $h$  als kombinierte Chipsequenz  $g$  zusammengefaßt  
 10 werden und sich eine Matrixschreibweise:

$$e = Gh + n,$$

ergibt, so daß die Kanalkoeffizienten  $h$  mittels  
 15

$$\hat{h} = G^+ e = (G^+ G)^{-1} G^+ e$$

geschätzt werden (Schritt 6 in Fig. 7).

20 Viele Übertragungskanäle können ausreichend genau mit wenigen relativ leistungsstarken Kanalkoeffizienten  $h$  beschrieben werden, die sich ggf. über einen großen durch die Signalverzögerungen bedingten zeitlichen Abstand verteilen.

25 Die Verzögerungen (Positionen) dieser signifikanten Kanalkoeffizienten  $h$  werden in einem Schritt 4 (siehe Fig. 7) bestimmt. Im weiteren wird dann nur diese reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten  $h$  bei der Auswertung der Teilblöcke bestimmt.

30

Ein Beispiel für ein zu lösendes Gleichungssystem mit drei Teilnehmersignalen A, B, C und 16 Abtastwerten  $e_1 \dots e_{16}$  des Empfangssignals  $e$  hat folgende Form:

$$\begin{array}{c}
 16 \\
 \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \\ 11 \\ 12 \\ 13 \\ 14 \\ 15 \\ 16 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \\ A & A & A & A & A & B & B & B & B & B & C & C & C & C & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ A \\ A \\ A \\ A \\ A \\ B \\ B \\ B \\ B \\ B \\ C \\ C \\ C \\ C \\ C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \end{bmatrix}
 \end{array}$$

$$e = G h + n.$$

- 5 Dieses Gleichungssystem ist nur leicht überbestimmt und führt somit zu einem rauschgestörten Schätzergebnis. Die Chipsequenzmatrix  $G$  und der Vektor der Kanalkoeffizienten  $h$  kann punktiert werden, so daß nur die signifikanten Kanalkoeffizienten  $h$  verbleiben:

$$\begin{array}{c}
 17 \\
 \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \\ 11 \\ 12 \\ 13 \\ 14 \\ 15 \\ 16 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \\ A & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 & C & C & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ A \\ B \\ B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ C \\ C \\ C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \end{bmatrix}
 \end{array}$$

$$e = G_p h_p + n.$$

- 5 Werden die punktierten Elemente entfernt, so ergibt sich ein verkürztes Gleichungssystem:

$$\begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \\ 11 \\ 12 \\ 13 \\ 14 \\ 15 \\ 16 \end{array} \begin{bmatrix} A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \\ A & A & B & B & C & C & C \end{bmatrix} = \begin{array}{c} 18 \\ A \\ A \\ B \\ B \\ C \\ C \\ C \end{array} \begin{bmatrix} N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \\ N \end{bmatrix}$$

$$e = G_s h_s + n.$$

- 5 Dieses Gleichungssystem ist für die reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten  $h=h_s$  stark überbestimmt, so daß die Genauigkeit der Schätzung (Schritt 5 in Fig. 7) gemäß

$$\hat{h}_s = G_s^+ e$$

10

verbessert wird.

- Diese Prozedur kann auch zur Vergrößerung der durch die Kanalimpulsantworten darstellbaren Signalverzögerungen benutzt werden. Die Anzahl der Kanalkoeffizienten  $h$  bleibt gleich, doch deren Abstand wird vergrößert.
- 15

## Patentansprüche

1. Verfahren zur Kanalschätzung in Kommunikationssystemen mit Übertragungskanälen zwischen Basisstationen (BS) und Mobilstationen (MS), wobei sowohl Basisstationen (BS) als auch Mobilstationen (MS) senden und empfangen können, bei dem
- ein Empfangssignal (e), das durch ein Übertragungsverfahren modifizierte Datensymbolen enthält, in einer Empfangsstation (MS, BS) empfangen wird,
  - das Empfangssignal (e) empfangsseitig in einzelne Abtastwerte (e1.. e16) zerlegt wird,
  - in der Empfangsstation (MS, BS) einzelne bekannte Datensymbole (d, t) des Empfangssignals (e) gespeichert sind,
  - zur Bestimmung von Kanalkoeffizienten (h) die Abtastwerte (e1.. e16) und die bekannten Datensymbole (d, t) verglichen werden,
  - wobei für sich schnell bewegende Mobilstationen (MS) eine reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten (h) bestimmt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die bekannten Datensymbole (t) mit Abtastwerten (e1..e16) von Datensymbolen in gesendeten Trainingssequenz (tseq) verglichen werden.
3. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die bekannten Datensymbole (d) nach einer Datendetektion gespeichert werden und mit den ursprünglich empfangenen Abtastwerten (e1.. e16) verglichen werden.
4. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem bei der Bestimmung der Kanalkoeffizienten eine reduzierte Anzahl von Werten einer Chipsequenzmatrix ( $G_s$ ) berücksichtigt wird.
5. Verfahren nach Anspruch 4, bei dem

die ausgewählten Werte der reduzierten Anzahl der Kanalkoeffizienten ( $h$ ) im Durchschnitt leistungstärker sind, als nicht ausgewählte Werte.

- 5    6. Verfahren nach Anspruch 5, bei dem  
die ausgewählten Werte einer zuvor bestimmten größeren Anzahl  
von Kanalkoeffizienten ( $h$ ) entnommen wurden.
7. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem  
10 die Abstände der ausgewählten Werte der reduzierten Chipsequenzmatrix ( $G_s$ ) nicht äquidistant sind.
8. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem  
durch die Reduzierung der Anzahl der bestimmten Kanalkoeffi-  
15 zienten ( $h$ ) ein stark überbestimmtes zu lösendes Gleichungssystem  $e=Gh+n$ , mit  $n$  als Rauschanteil und  $G$  als Chipsequenzmatrix, aufgestellt wird.
9. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem  
20 die Anzahl der bei der Kanalschätzung berücksichtigten Abtastwerte ( $e_1.. e_{16}$ ) abhängig von den Kanalbedingungen der Übertragungskanäle verringert wird.
10. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem  
25 ein auf Signalverzögerungszeiten bezogener Abstand zwischen den Kanalkoeffizienten ( $h$ ) vergrößert wird, ohne daß sich die Anzahl der Kanalkoeffizienten ( $h$ ) im gleichen Maße vergrößert.
- 30 11. Empfangseinrichtung für ein Kommunikationssystem,  
mit einem Speichermittel (SP) zum Speichern von Abtastwerten ( $e_1.. e_{16}$ ) eines Empfangssignals ( $e$ ), das durch ein Übertragungsverfahren modifizierte Datensymbolen enthält, und zum  
Speichern von bekannten Datensymbolen ( $d, t$ ) des Empfangs-  
35 signals ( $e$ ), und  
mit einem Kanalschätzer (KS) zum Kanalschätzen für Übertragungskanäle,

- wobei zur Bestimmung von Kanalkoeffizienten (h) die Abtastwerte (e1.. e16) und die bekannten Datensymbole (d, t) verglichen werden, und
  - wobei für sich schnell bewegende Mobilstationen (MS) eine
- 5        reduzierte Anzahl von Kanalkoeffizienten (h) bestimmt wird.

12. Empfangseinrichtung nach Anspruch 11, bei der die ausgewählten Werte der reduzierten Anzahl der Kanalkoeffizienten (h) im Durchschnitt leistungstärker sind, als

10    nicht ausgewählte Werte.

13. Empfangseinrichtung nach Anspruch 11 oder 12, bei der die Anzahl der bei der Kanalschätzung berücksichtigten Abtastwerte (e1.. e16) abhängig von den Kanalbedingungen der

15    Übertragungskanäle verringert wird.

14. Empfangseinrichtung nach einem der Ansprüche 11 bis 13, bei der in einem Frequenzkanal mehrere Teilnehmersignale über unterschiedliche Übertragungskanäle übertragen werden, die

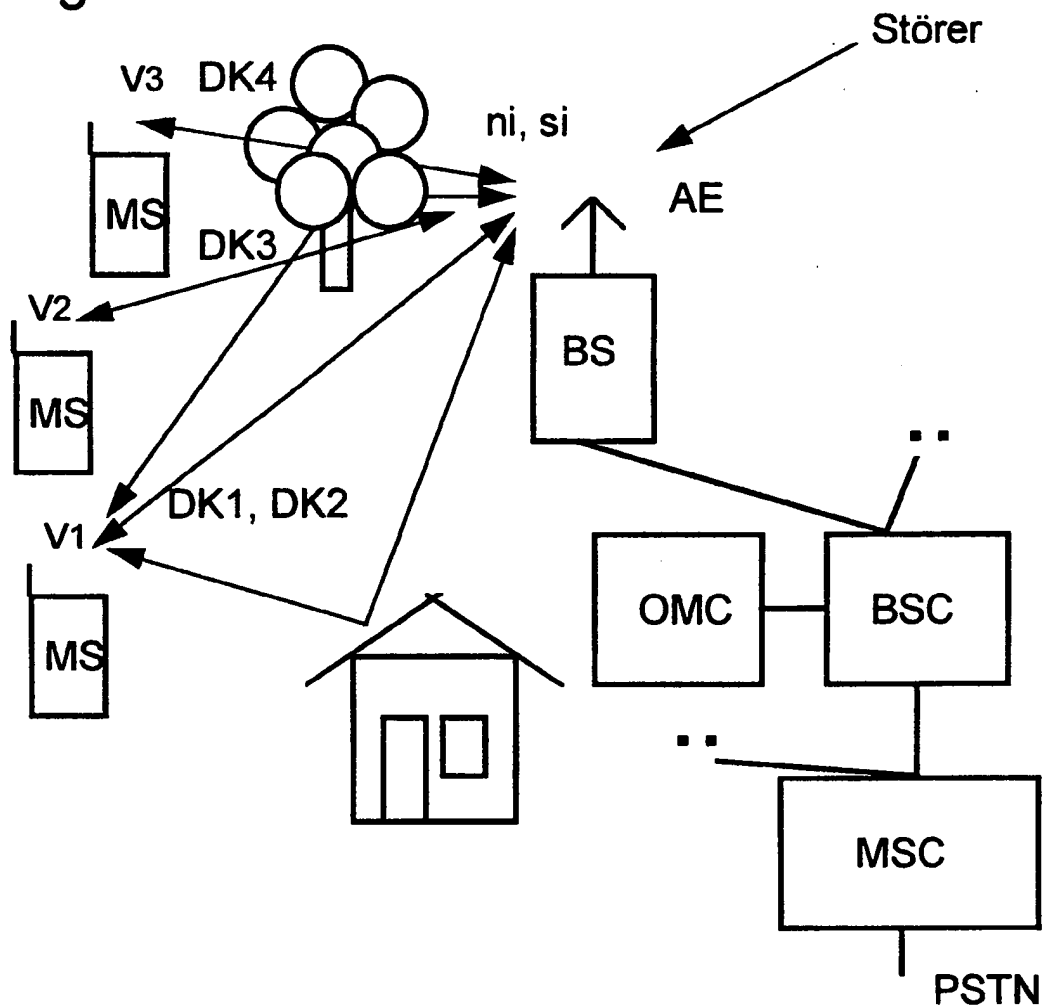
20    sie bei der Empfangseinrichtung (EE) zu einem Empfangssignal (e) überlagern.

15. Empfangseinrichtung nach einem der Ansprüche 11 bis 14, bei der eine die bekannten Datensymbole (t) enthaltende Trainingssequenz (tseq) und Teilnehmersignale im gleichen Frequenzkanal übertragen werden.

25

1/5

Fig.1





2/5

Fig.2

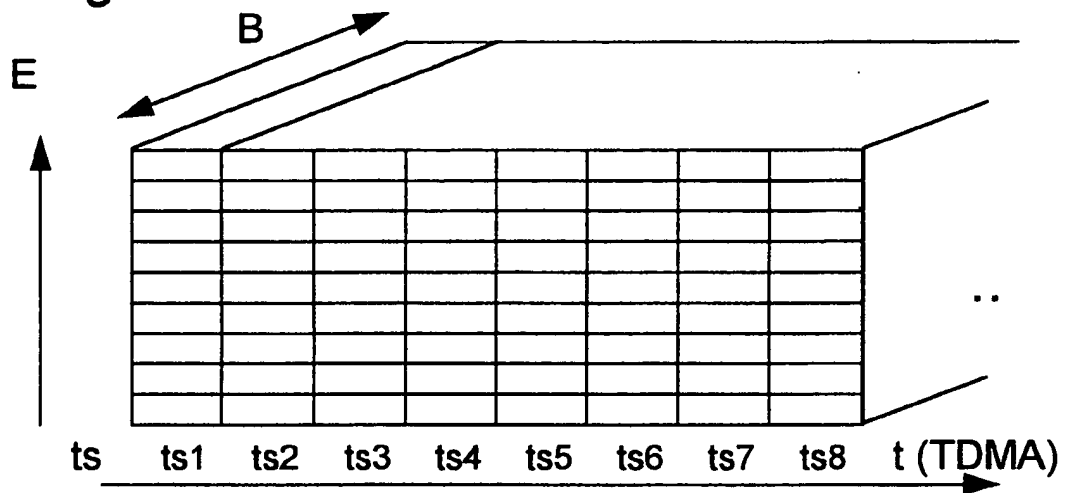
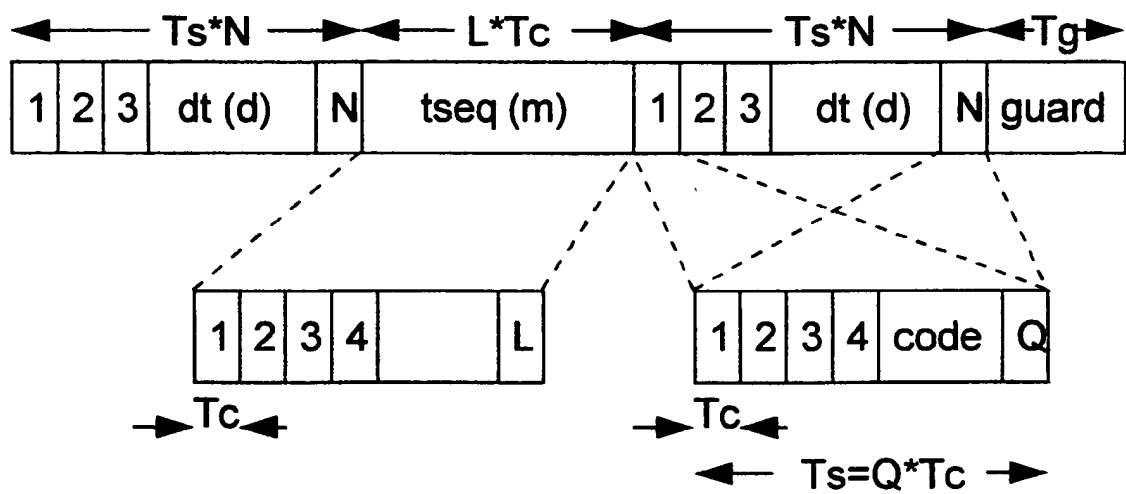
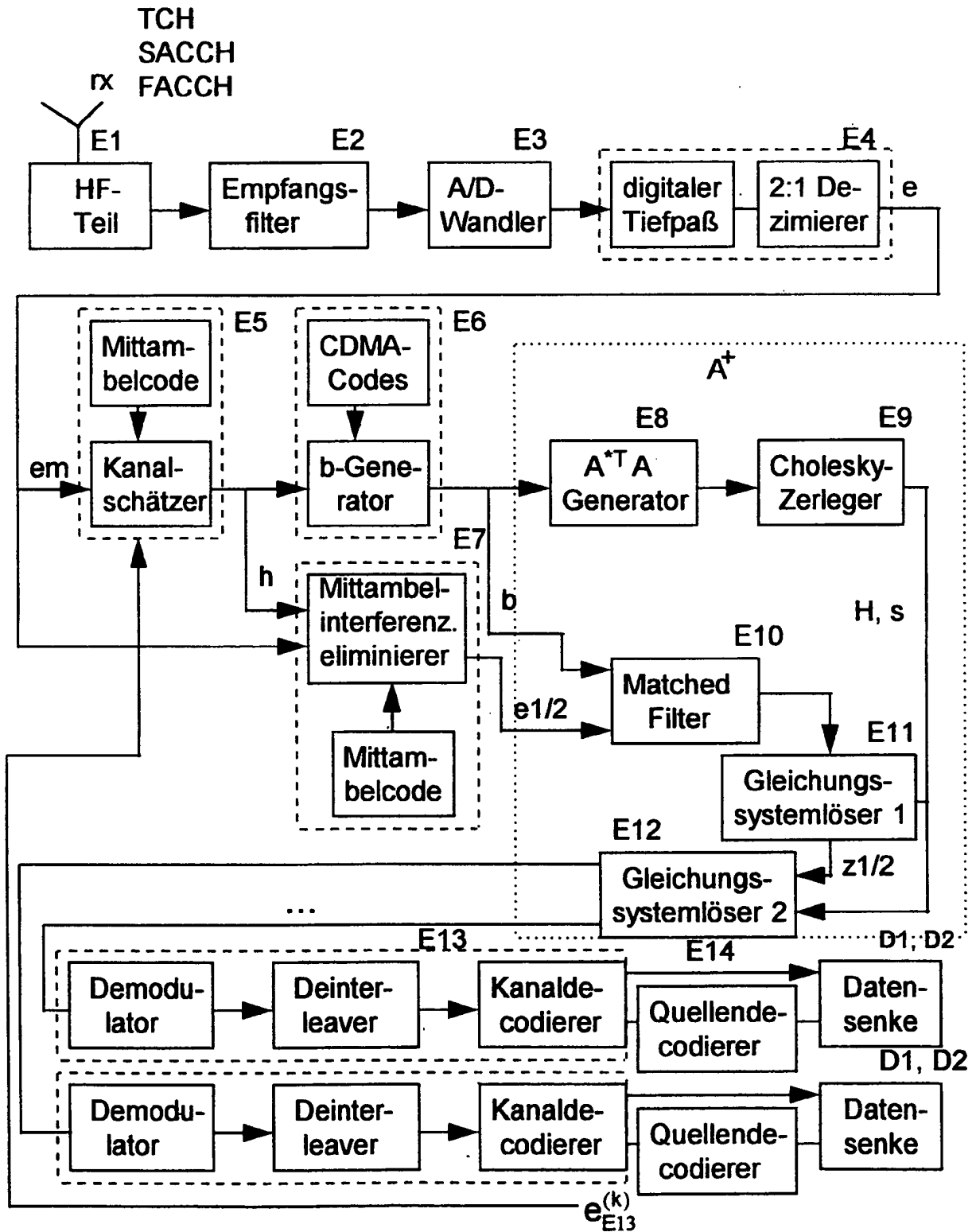


Fig.3



3/5

Fig 4



4/5

Fig 5

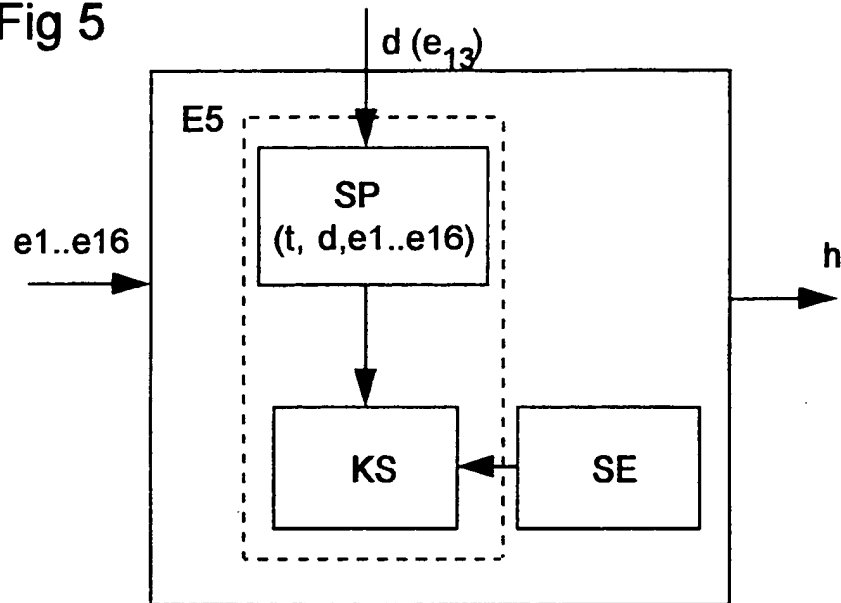
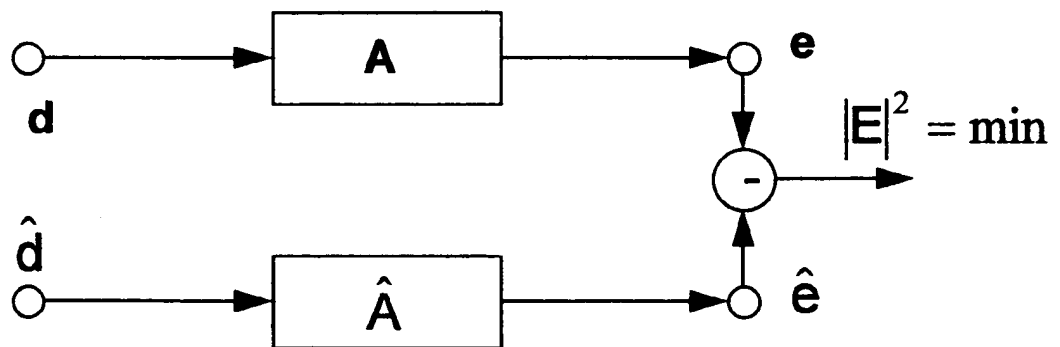


Fig 6



5/5

Fig 7

